

P19976.P04

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant :K. ABE et al.

Serial No. :Not Yet Assigned

Filed :Concurrently Herewith

For :RECEPTION APPARATUS AND METHOD  
**CLAIM OF PRIORITY**

Commissioner of Patents and Trademarks  
Washington, D.C. 20231

Sir:

Applicant hereby claims the right of priority granted pursuant to 35 U.S.C. 119 based upon Japanese Application No. 11-262967, filed September 17, 1999. As required by the Statute, a certified copy of the Japanese application is being submitted herewith.

Respectfully submitted,  
K. ABE et al.

*Leslie Paperna Reg 16.*  
Bruce H. Bernstein 33,329  
Reg. No. 29,027

September 13, 2000  
GREENBLUM & BERNSTEIN, P.L.C.  
1941 Roland Clarke Place  
Reston, VA 20191  
(703) 716-1191



日 本 国 特 許 庁  
PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENT

JC862 U.S.P.  
09/661306  
09/11/00

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application:

1999年 9月17日

出 願 番 号  
Application Number:

平成11年特許願第262967号

出 願 人  
Applicant (s):

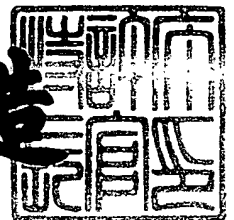
松下電器産業株式会社

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2000年 7月21日

特許庁長官  
Commissioner,  
Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2000-3056641

【書類名】 特許願

【整理番号】 2931000205

【提出日】 平成11年 9月17日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 1/38

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県川崎市多摩区東三田3丁目10番1号 松下技  
研株式会社内

    【氏名】 安倍 克明

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県川崎市多摩区東三田3丁目10番1号 松下技  
研株式会社内

    【氏名】 折橋 雅之

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県川崎市多摩区東三田3丁目10番1号 松下技  
研株式会社内

    【氏名】 ジョブ・クレオパ・ムスヤ

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県川崎市多摩区東三田3丁目10番1号 松下技  
研株式会社内

    【氏名】 佐川 守一

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県横浜市港北区綱島東4丁目3番1号 松下通  
信工業株式会社内

    【氏名】 米山 正義

【特許出願人】

    【識別番号】 000005821

    【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100097445

【弁理士】

【氏名又は名称】 岩橋 文雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100103355

【弁理士】

【氏名又は名称】 坂口 智康

【選任した代理人】

【識別番号】 100109667

【弁理士】

【氏名又は名称】 内藤 浩樹

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011305

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9809938

【プルーフの要否】 不要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 受信機および送受信機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力されるデジタル変調信号を直交周波数変換してベースバンド帯の同相信号（I 信号）および直交信号（Q 信号）を出力する直交周波数変換手段と、前記 I 信号とサンプリングクロック信号を入力とし、前記サンプリングクロック信号に応じたサンプルタイミング毎に前記 I 信号を量子化し、量子化されたデジタル I 信号を出力する第 1 のアナログ・デジタル（A/D）変換手段と、前記 Q 信号と前記サンプリングクロック信号を入力とし、前記サンプリングクロック信号に応じたサンプルタイミング毎に前記 Q 信号を量子化し、量子化されたデジタル Q 信号を出力する第 2 の A/D 変換手段と、前記デジタル I 信号と前記デジタル Q 信号を用いて、前記デジタル変調信号のシンボルタイミングを推定し、タイミング推定結果を出力する第 1 のタイミング推定手段と、前記デジタル I 信号と前記デジタル Q 信号、および前記タイミング推定結果を用いて前記デジタル変調信号を復調し、復調結果を出力するデジタル復調手段と、前記デジタル変調信号のシンボルレートの整数倍のクロック信号を発生し、かつ位相制御信号に応じて位相を 180 度の位相差の関係で切り換え、前記サンプリングクロック信号として前記第 1 の A/D 変換手段と前記第 2 の A/D 変換手段へ供給する第 1 のクロック生成手段と、前記クロック信号の位相を 180 度の位相差で定期的に交互に切り換える前記位相制御信号を生成する第 1 のクロック位相制御手段と、前記位相制御信号により制御された位相が 0 度の時のタイミング推定結果と 180 度の時のタイミング推定結果を用いて、前記第 1 のタイミング推定手段の 2 倍の時間分解能でタイミング推定を行い、高精度タイミング推定結果を出力する高精度タイミング推定手段とを有することを特徴とする受信機。

【請求項 2】 第 1 のクロック生成手段の代わりに、制御信号に応じて位相を 90 度単位で変更可能なクロック信号を発生する第 2 のクロック生成手段を設け、第 1 のクロック位相制御手段の代わりに、第 1 のタイミング推定手段において推定されたタイミング推定結果に最も近いサンプルタイミングを基準として、前

記クロック信号の位相を90度進める位相制御信号と90度遅らせる位相制御信号とを定期的に交互に出力し、前記各位相制御信号を前記第2のクロック生成手段へ供給する第2のクロック位相制御手段を設けたことを特徴とする請求項1記載の受信機。

【請求項3】 第2のクロック生成手段の代わりに、クロック信号の位相を0度から360度の間で4段階以上の複数段階で制御可能な第3のクロック生成手段を設け、第2のクロック位相制御手段の代わりに、高精度タイミング推定手段における高精度タイミング推定結果のタイミング情報を基準として、前記クロック信号の位相を90度進める位相制御信号と90度遅らせる位相制御信号とを定期的に交互に出力し、前記各位相制御信号を前記第3のクロック生成手段へ供給する第3のクロック位相制御手段を設けたことを特徴とする請求項2記載の受信機。

【請求項4】 第1のタイミング推定手段として、ディジタルI信号とディジタルQ信号を用いて、入力される変調信号のシンボルタイミングを推定し、タイミング推定結果と前記タイミング推定結果の信頼度情報とを出力する第2のタイミング推定手段を設け、高精度タイミング推定手段として、第1のクロック生成手段が一方の位相に制御されている間に前記第2のタイミング推定手段において推定された第1のタイミング推定結果と第1のタイミング信頼度情報と、もう一方の位相に制御されている間に推定された第2のタイミング推定結果と第2のタイミング信頼度情報とを用い、前記2通りのタイミング推定結果のうち、信頼度の高い方のタイミング推定結果を選択し、高精度タイミング推定結果として出力するタイミング推定結果選択手段を設けたことを特徴とする請求項1記載の受信機。

【請求項5】 高精度タイミング推定手段として、第1のクロック生成手段において一方の位相に制御されている間に第2のタイミング推定手段において推定された第1のタイミング推定結果と第1のタイミング信頼度情報と、もう一方の位相に制御されている間に推定された第2のタイミング推定結果と第2のタイミング信頼度情報とを用いて、内挿補間によりタイミング推定を行い、得られた推定結果を高精度タイミング推定結果として出力するタイミング推定結果補間手段を

設けたことを特徴とする請求項 4 記載の受信機。

【請求項 6】 第 1 の A/D 変換手段から出力されるデジタル I 信号の各々の前後 2 サンプルずつを用いて、内挿補間により補間デジタル値を生成し、前記デジタル I 信号列の各サンプルの間に前記補間デジタル値を挿入し、デジタル I 信号列の 2 倍のデータ数となる補間デジタル I 信号を出力する第 1 のデジタル値補間手段と、第 2 の A/D 変換手段から出力されるデジタル Q 信号に対し、前記第 1 のデジタル値補間手段と同様の処理を行い、デジタル Q 信号列の 2 倍のデータ数となる補間デジタル Q 信号を出力する第 2 のデジタル値補間手段とを設け、デジタル復調手段は、前記補間デジタル I 信号と前記補間デジタル Q 信号とを用いて復調を行うこととし、第 1 のタイミング推定手段と高精度タイミング推定手段の代わりに、前記補間デジタル I 信号と前記補間デジタル Q 信号とを用いてデジタル変調信号のシンボルタイミングを推定し、推定結果を前記デジタル復調手段へ供給すると共に、高精度タイミング推定結果として出力する第 3 のタイミング推定手段を設けたことを特徴とする請求項 1 記載の受信機。

【請求項 7】 第 1 のクロック生成手段の代わりに、位相が互いに 180 度異なる第 1 のサンプリングクロックと第 2 のサンプリングクロックを、ともに出力する第 4 のクロック生成手段を設け、第 1 のサンプリングクロックを第 1 の A/D 変換手段へ供給し、第 2 のサンプリングクロックを第 2 の A/D 変換手段へ供給することを特徴とする請求項 6 記載の受信機。

【請求項 8】 第 1 の A/D 変換手段から出力されるデジタル I 信号の各々の前後複数サンプルを用いて、高次の内挿補間により高次補間デジタル値を生成し、前記デジタル I 信号列の各サンプルの間に前記高次補間デジタル値を挿入し、デジタル I 信号の 2 倍のデータ数となる高次補間デジタル I 信号を出力する第 3 のデジタル値補間手段と、第 2 の A/D 変換手段から出力されるデジタル Q 信号列に対し、前記第 3 のデジタル値補間手段と同様の処理を行い、デジタル Q 信号の 2 倍のデータ数となる高次補間デジタル Q 信号を出力する第 4 のデジタル値補間手段とを設け、デジタル復調手段は、前記高次補間デジタル I 信号と前記高次補間デジタル Q 信号とを用いて復調を行うこと

とし、第 1 のタイミング推定手段と高精度タイミング推定手段の代わりに、前記高次補間デジタル I 信号と前記高次補間デジタル Q 信号とを用いて、デジタル変調信号のシンボルタイミングを推定し、推定結果を前記デジタル復調手段へ供給すると共に、高精度タイミング推定結果として出力する第 4 のタイミング推定手段を設けたことを特徴とする請求項 1 記載の受信機。

【請求項 9】 動作モードと非動作モードの 2 通りのモード信号を定期的に切り換えて出力する制御手段を設け、第 1 のタイミング推定手段と高精度タイミング推定手段は、前記モード信号に応じてタイミング推定の動作／非動作を切り換えられるものとし、第 1 のクロック位相制御手段は、前記モード信号が動作モードの場合には、位相を 0 度および 180 度に交互に切り換える位相制御信号を出力し、前記モード信号が非動作モードの場合には、過去の前記動作モード時に前記高精度タイミング推定手段において推定された高精度タイミング推定結果のタイミングに同期した位相にクロックの位相を固定する位相制御信号を出力することを特徴とする請求項 1 記載の受信機。

【請求項 10】 請求項 1 記載の受信機の構成に加えて、送信データを変調し、送信デジタル I 信号と送信デジタル Q 信号を生成するデジタル変調手段と、前記デジタル I 信号とサンプリングクロック信号を入力とし、前記サンプリングクロック信号に応じたサンプルタイミング毎に前記デジタル I 信号をアナログ信号に変換し、送信 I 信号としてを出力する第 1 のデジタル・アナログ (D/A) 変換手段と、前記デジタル Q 信号と前記サンプリングクロック信号を入力とし、前記サンプリングクロック信号に応じたサンプルタイミング毎に前記デジタル Q 信号をアナログ信号に変換し、送信 Q 信号として出力する第 2 の D/A 変換手段と、前記送信 I 信号と前記送信 Q 信号を用いて直交変調を行い、送信デジタル変調信号を出力する直交変調手段とを設け、前記第 1 の D/A 変換手段と前記第 2 の D/A 変換手段へ供給する前記サンプリングクロック信号として、第 1 のクロック生成手段から出力され、高精度タイミング推定手段における高精度タイミング推定結果に同期した位相のクロック信号を、位相切り換え無し状態で供給することを特徴とする送受信機。

【請求項 11】 受信機の構成として、請求項 1 記載の受信機の代わりに請求



項 4 記載の受信機とし、タイミング推定結果選択手段において選択されたタイミング推定結果を用いて、第 1 の D/A 変換手段と第 2 の D/A 変換手段へ供給するサンプリングクロック信号の位相を決定することを特徴とする請求項 10 記載の送受信機。

【請求項 12】 受信機の構成として、請求項 1 記載の受信機の代わりに請求項 6 記載の受信機とし、補間ディジタル I 信号および補間ディジタル Q 信号とを用いて推定されたタイミング推定結果に基づいて、送信信号のサンプリングタイミングを決定し、第 1 の D/A 変換手段と第 2 の D/A 変換手段へ供給することを特徴とする請求項 10 記載の送受信機。

【請求項 13】 受信機の構成として、請求項 1 記載の受信機の代わりに請求項 7 記載の受信機とし、高次補間ディジタル I 信号および高次補間ディジタル Q 信号とを用いて推定されたタイミング推定結果に基づいて、送信信号のサンプリングタイミングを決定し、第 1 の D/A 変換手段と第 2 の D/A 変換手段へ供給することを特徴とする請求項 10 記載の送受信機。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

#### 【発明の属する技術分野】

本発明は、主としてディジタル変調された信号を復調する受信機、およびディジタル変復調を行う送受信機に関するものである。

##### 【0002】

#### 【従来の技術】

近年の無線通信分野では、周波数の利用効率向上が期待でき、誤り訂正、データ圧縮等の信号処理との親和性が良い、LSI 化が容易である、等の理由により、ディジタル通信方式が主流となっており、広く利用されている。ディジタル通信方式に対応した送受信機の構成としては、例えば特開昭55-79541号公報が開示されている。

##### 【0003】

以下、図 8 を参照して、従来のディジタル送受信機における受信部の一般的な構成と動作について簡単に説明する。図 8 において、受信したディジタル変調信

号 8 0 0 1 は、直交検波手段 8 0 1 により直交周波数変換され、ベースバンド帯の同相信号（I 信号）および直交信号（Q 信号）が生成される。直交検波手段 8 0 1 の構成としては、ミキサ 8 0 1 1、8 0 1 2、9 0 度移相器 8 0 1 3、発振器 8 0 1 4、フィルタ 8 0 1 5、8 0 1 6 による構成がよく知られている。

#### 【0 0 0 4】

A/D 変換手段 8 0 2 では、クロック生成手段 8 0 6 から出力されるサンプリングクロック 8 0 0 5 に基づいて I 信号の量子化が行われ、量子化されたデジタル I 信号 8 0 0 2 が出力される。A/D 変換手段 8 0 3 においても、同様にサンプリングクロック 8 0 0 5 に基づいて Q 信号の量子化が行われ、量子化されたデジタル Q 信号 8 0 0 3 が出力される。この例では、サンプリングクロックは、シンボルレートの整数倍の周波数で供給されるものとする。

#### 【0 0 0 5】

タイミング推定手段 8 0 4 は、シンボルレートの整数倍のサンプリングレートで量子化されたデジタル I、Q 信号を用いて、デジタル変調信号 8 0 0 1 の信号点のタイミングを推定する。デジタル復調手段 8 0 5 では、推定されたタイミング情報に基づいて、量子化された I 信号、Q 信号のデータのうち、信号点に最も近いサンプルデータを用いて復調を行い、復調されたデータ列 8 0 0 4 を出力する。

#### 【0 0 0 6】

以上のような構成により、A/D 変換器 8 0 2、8 0 3 により量子化されたデジタル値を用いて、タイミング同期、デジタル復調が行われ、復調結果が得られる。このような構成とすることにより、A/D 変換器 8 0 2、8 0 3 以降を全てデジタルで処理できるので、LSI 化が容易になる、というメリットがある。

#### 【0 0 0 7】

ここで、A/D 変換器 8 0 2、8 0 3 へ供給するサンプリングクロックの周波数のシンボルレートに対する比（以下、オーバーサンプル数）が大きいほど、理想的な信号点に近い点でサンプルできる確率が高くなる。したがって、タイミング推定手段 8 0 4 において高精度なタイミング推定が可能となり、デジタル復調

手段 8 0 5 における受信感度性能は向上する。

【0 0 0 8】

しかしながら、オーバサンプル数を大きくすると、A/D変換器 8 0 2、8 0 3 において高い動作性能が必要となるため、消費電流の増大や、コストの増加を招くこととなる。このため、オーバサンプル数は、それぞれの通信システムの要求仕様やコスト等のバランスを考慮して決定されることが多い。

【0 0 0 9】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、図 8 のような従来のデジタル送受信機を、非常に高精度な送受信タイミングが要求される通信システムの端末として適用する場合、以下のような課題が生じる。

【0 0 1 0】

システムの親局側からダウンリンク送信されたデジタル変調信号に対し、端末側では高精度にタイミング同期をとり、得られたタイミング情報に基づいてアップリンク送信のタイミングを決定する必要がある。タイミング同期を高精度に行うためには、一般的には、A/D変換器におけるオーバサンプル数を大きく設定する必要がある。例えば、シンボル周期の $\pm 1/32$ のタイミング精度が要求される通信システムの場合、32 倍以上のオーバサンプル数が A/D変換器に要求される。これは、通常のデジタル復調機で十分な受信感度性能を得るには十分過ぎる性能であり、端末の構成上、消費電流、コストの増加等の面でデメリットが生じる。

【0 0 1 1】

本発明は、デジタル送受信機における、上記のような問題点を解消するためになされたものであり、デジタル送受信機における A/D変換器、あるいは D/A変換器のサンプリングの周期を、システム的な精度仕様から要求されるものより低減し、端末の消費電流、およびコストの低減を図ることを目的とする。

【0 0 1 2】

【課題を解決するための手段】

この目的を達成するために本発明の受信機は、入力されるデジタル変調信号

を直交周波数変換してベースバンド帯の同相信号（I 信号）および直交信号（Q 信号）を出力する直交周波数変換手段と、サンプルタイミング毎に入力信号を量子化し、量子化されたデジタル信号を出力する第 1、第 2 のアナログ・デジタル（A/D）変換手段と、デジタル変調信号のシンボルタイミングを推定し、タイミング推定結果を出力するタイミング推定手段と、デジタル I、Q 信号を用いて、デジタル変調信号を復調し復調結果を出力するデジタル復調手段と、デジタル変調信号のシンボルレートの整数倍のクロック信号を発生し、かつ位相制御信号に応じて位相を 180 度の位相差の関係で切り換え、サンプリングクロック信号として出力するクロック生成手段と、クロック信号の位相を 180 度の位相差で定期的に交互に切り換える位相制御信号を生成するクロック位相制御手段と、タイミング推定手段におけるタイミング推定結果を用いて、2 倍の時間分解能でタイミング推定を行い、高精度タイミング推定結果を出力する高精度タイミング推定手段とを設けたものである。

## 【0013】

また、本発明の送受信機は、前記受信機の構成に加えて、送信データを変調し、送信 I、Q 信号のデジタル値を生成するデジタル変調手段と、サンプルタイミング毎にデジタル値をアナログ信号に変換して出力する、第 1、第 2 のデジタル・アナログ（D/A）変換手段と、アナログ信号に変換された送信 I 信号と送信 Q 信号を用いて直交変調を行い送信デジタル変調信号を出力する直交変調手段とを設けたものである。

## 【0014】

本発明によれば、デジタル送受信機における A/D 変換手段、あるいは D/A 変換手段のサンプリング周波数を、システムの要求されるタイミング精度の分解能に相当する周波数よりも低減することが可能となり、端末の消費電流、およびコストの低減を図ることが可能となる。

## 【0015】

## 【発明の実施の形態】

本発明の請求項 1 に記載の発明は、入力されるデジタル変調信号を直交周波数変換してベースバンド帯の同相信号（I 信号）および直交信号（Q 信号）を出

力する直交周波数変換手段と、前記 I 信号とサンプリングクロック信号を入力とし、前記サンプリングクロック信号に応じたサンプルタイミング毎に前記 I 信号を量子化し、量子化されたデジタル I 信号を出力する第 1 のアナログ・デジタル (A/D) 変換手段と、前記 Q 信号と前記サンプリングクロック信号を入力とし、前記サンプリングクロック信号に応じたサンプルタイミング毎に前記 Q 信号を量子化し、量子化されたデジタル Q 信号を出力する第 2 の A/D 変換手段と、前記デジタル I 信号と前記デジタル Q 信号を用いて、前記デジタル変調信号のシンボルタイミングを推定し、タイミング推定結果を出力する第 1 のタイミング推定手段と、前記デジタル I 信号と前記デジタル Q 信号、および前記タイミング推定結果を用いて前記デジタル変調信号を復調し、復調結果を出力するデジタル復調手段と、前記デジタル変調信号のシンボルレートの整数倍のクロック信号を発生し、かつ位相制御信号に応じて位相を 180 度の位相差の関係で切り換え、前記サンプリングクロック信号として前記第 1 の A/D 変換手段と前記第 2 の A/D 変換手段へ供給する第 1 のクロック生成手段と、前記クロック信号の位相を 180 度の位相差で定期的に交互に切り換える前記位相制御信号を生成する第 1 のクロック位相制御手段と、前記位相制御信号により制御された位相が 0 度の時のタイミング推定結果と 180 度の時のタイミング推定結果を用いて、前記第 1 のタイミング推定手段の 2 倍の時間分解能でタイミング推定を行い、高精度タイミング推定結果を出力する高精度タイミング推定手段とを設けたものである。

## 【0016】

これにより、第 1 および第 2 の A/D 変換手段へ供給するサンプリングクロックの位相を、180 度の位相関係で定期的に交互に切り換え、各々の位相の時のタイミング推定結果を用いて高精度タイミング推定を行うという作用を有する。

## 【0017】

請求項 2 に記載の発明は、請求項 1 記載の受信機における第 1 のクロック生成手段の代わりに、制御信号に応じて位相を 90 度単位で変更可能なクロック信号を発生する第 2 のクロック生成手段を設け、第 1 のクロック位相制御手段の代わりに、第 1 のタイミング推定手段において推定されたタイミング推定結果に最も

近いサンプルタイミングを基準として、前記クロック信号の位相を90度進める位相制御信号と90度遅らせる位相制御信号とを定期的に交互に出力し、前記各位相制御信号を前記第2のクロック生成手段へ供給する第2のクロック位相制御手段を設けたものであり、シンボルタイミング推定手段において推定されたシンボルタイミングを基準として、サンプリングクロックの位相を、-90度と+90度で定期的に交互に切り換える、という作用を有する。

【0018】

請求項3に記載の発明は、請求項2記載の受信機における第2のクロック生成手段の代わりに、クロック信号の位相を0度から360度の間で4段階以上の複数段階で制御可能な第3のクロック生成手段を設け、第2のクロック位相制御手段の代わりに、高精度タイミング推定手段における高精度タイミング推定結果のタイミング情報を基準として、前記クロック信号の位相を90度進める位相制御信号と90度遅らせる位相制御信号とを定期的に交互に出力し、前記各位相制御信号を前記第3のクロック生成手段へ供給する第3のクロック位相制御手段を設けたものであり、サンプリングクロックの位相の制御を、請求項1および2記載の発明より高精度に制御する、という作用を有する。

【0019】

請求項4に記載の発明は、請求項1記載の受信機における第1のタイミング推定手段として、デジタルI信号とデジタルQ信号を用いて、入力される変調信号のシンボルタイミングを推定し、タイミング推定結果と前記タイミング推定結果の信頼度情報とを出力する第2のタイミング推定手段を設け、高精度タイミング推定手段として、第1のクロック生成手段が一方の位相に制御されている間に前記第2のタイミング推定手段において推定された第1のタイミング推定結果と第1のタイミング信頼度情報と、もう一方の位相に制御されている間に推定された第2のタイミング推定結果と第2のタイミング信頼度情報とを用い、前記2通りのタイミング推定結果のうち、信頼度の高い方のタイミング推定結果を選択し、高精度タイミング推定結果として出力するタイミング推定結果選択手段を設けたものであり、サンプリングクロックの位相がそれぞれの位相状態にある間に推定されたタイミング推定結果のうち、より信頼度の高い方の推定結果を選択す

る、という作用を有する。

【0020】

請求項5に記載の発明は、請求項4記載の受信機における高精度タイミング推定手段として、第1のクロック生成手段において一方の位相に制御されている間に第2のタイミング推定手段において推定された第1のタイミング推定結果と第1のタイミング信頼度情報と、もう一方の位相に制御されている間に推定された第2のタイミング推定結果と第2のタイミング信頼度情報とを用いて、内挿補間によりタイミング推定を行い、得られた推定結果を高精度タイミング推定結果として出力するタイミング推定結果補間手段を設けたものであり、サンプリングクロックがそれぞれの位相状態にある間に推定したタイミング推定結果の信頼度情報に基づいて、得られた2通りのタイミング推定結果のうち、より理想的なタイミングに近いタイミング推定を行う、という作用を有する。

【0021】

請求項6に記載の発明は、請求項1記載の受信機において、第1のA/D変換手段から出力されるデジタルI信号の各々の前後2サンプルずつを用いて、内挿補間により補間デジタル値を生成し、前記デジタルI信号列の各サンプルの間に前記補間デジタル値を挿入し、デジタルI信号列の2倍のデータ数となる補間デジタルI信号を出力する第1のデジタル値補間手段と、第2のA/D変換手段から出力されるデジタルQ信号に対し、前記第1のデジタル値補間手段と同様の処理を行い、デジタルQ信号の2倍のデータ数となる補間デジタルQ信号を出力する第2のデジタル値補間手段とを設け、デジタル復調手段は、前記補間デジタルI信号と前記補間デジタルQ信号とを用いて復調を行うこととし、第1のタイミング推定手段と高精度タイミング推定手段の代わりに、前記補間デジタルI信号と前記補間デジタルQ信号とを用いてデジタル変調信号のシンボルタイミングを推定し、推定結果を前記デジタル復調手段へ供給すると共に、高精度タイミング推定結果として出力する第3のタイミング推定手段を設けたものであり、補間デジタルI信号と補間デジタルQ信号とを用いて、復調およびタイミング推定を行う、という作用を有する。

【0022】

請求項 7 に記載の発明は、請求項 6 記載の受信機において、第 1 のクロック生成手段の代わりに、位相が互いに 180 度異なる第 1 のサンプリングクロックと第 2 のサンプリングクロックを、ともに出力する第 4 のクロック生成手段を設けたものであり、第 1 の A/D 変換手段と第 2 の A/D 変換手段へ、それぞれ位相の異なるサンプリングクロック供給する、という作用を有する。

## 【0023】

請求項 8 に記載の発明は、請求項 1 記載の受信機において、第 1 の A/D 変換手段から出力されるデジタル I 信号の各々の前後複数サンプルを用いて、高次の内挿補間により高次補間デジタル値を生成し、前記デジタル I 信号の各サンプルの間に前記高次補間デジタル値を挿入し、デジタル I 信号の 2 倍のデータ数となる高次補間デジタル I 信号を出力する第 3 のデジタル値補間手段と、第 2 の A/D 変換手段から出力されるデジタル Q 信号に対し、前記第 3 のデジタル値補間手段と同様の処理を行い、デジタル Q 信号の 2 倍のデータ数となる高次補間デジタル Q 信号を出力する第 4 のデジタル値補間手段とを設け、デジタル復調手段は、前記高次補間デジタル I 信号と前記高次補間デジタル Q 信号とを用いて復調を行うこととし、第 1 のタイミング推定手段と高精度タイミング推定手段の代わりに、前記高次補間デジタル I 信号と前記高次補間デジタル Q 信号とを用いてデジタル変調信号のシンボルタイミングを推定し、推定結果を前記デジタル復調手段へ供給すると共に、高精度タイミング推定結果として出力する第 4 のタイミング推定手段を設けたものであり、高次補間デジタル I 信号と高次補間デジタル Q 信号とを用いて、復調およびタイミング推定を行う、という作用を有する。

## 【0024】

請求項 9 に記載の発明は、請求項 1 記載の受信機において、動作モードと非動作モードの 2 通りのモード信号を定期的に切り換えて出力する制御手段を設け、第 1 のタイミング推定手段と高精度タイミング推定手段は、前記モード信号に応じてタイミング推定の動作／非動作を切り換えられるものとし、第 1 のクロック位相制御手段は、前記モード信号が動作モードの場合には、位相を 0 度および 180 度に交互に切り換える位相制御信号を出力し、前記モード信号が非動作モー



ドの場合には、過去の前記動作モード時に前記高精度タイミング推定手段において推定された高精度タイミング推定結果のタイミングに同期した位相にクロックの位相を固定にする位相制御信号を出力するものであり、タイミング推定と位相制御を行う動作モードと、タイミング推定と位相制御ともに行わない非動作モードとを定期的に切り換える、という作用を有する。

## 【 0 0 2 5 】

請求項 1 0 に記載の発明は、請求項 1 記載の受信機の構成に加えて、送信データを変調し、送信デジタル I 信号と送信デジタル Q 信号を生成するデジタル変調手段と、前記デジタル I 信号とサンプリングクロック信号を入力とし、前記サンプリングクロック信号に応じたサンプルタイミング毎に前記デジタル I 信号をアナログ信号に変換し、送信 I 信号としてを出力する第 1 のデジタル・アナログ (D/A) 変換手段と、前記デジタル Q 信号と前記サンプリングクロック信号を入力とし、前記サンプリングクロック信号に応じたサンプルタイミング毎に前記デジタル Q 信号をアナログ信号に変換し、送信 Q 信号として出力する第 2 の D/A 変換手段と、前記送信 I 信号と前記送信 Q 信号を用いて直交変調を行い、送信デジタル変調信号を出力する直交変調手段とを設け、前記第 1 の D/A 変換手段と前記第 2 の D/A 変換手段へ供給する前記サンプリングクロック信号として、第 1 のクロック生成手段から出力され、高精度タイミング推定手段における高精度タイミング推定結果に同期した位相のクロックを、位相切り換え無しの状態で供給することとした送受信機であり、受信したデジタル変調信号から推定されたタイミング推定結果に基づいて、送信信号のサンプリングクロックのタイミングを決定し送信する、という作用を有する。

## 【 0 0 2 6 】

請求項 1 1 に記載の発明は、請求項 1 0 記載の送受信機における受信機の構成として、請求項 1 記載の受信機の代わりに請求項 4 記載の受信機の構成としたものであり、受信機において、サンプリングクロックの位相が 2 通りの状態で推定されたそれぞれのタイミング推定結果のうち、信頼度の高い方の推定結果を用いて、送信信号のサンプリングクロックのタイミングを決定する、という作用を有する。

## 【0027】

請求項12に記載の発明は、請求項10記載の送受信機における受信機の構成として、請求項1記載の受信機の代わりに請求項6記載の受信機の構成としたものであり、受信機において、補間処理により2倍の個数に増えたデジタルI、Q信号を用いて推定されたタイミング推定結果に基づいて、送信信号のサンプリングクロックのタイミングを決定する、という作用を有する。

## 【0028】

請求項13に記載の発明は、請求項9記載の送受信機における受信機の構成として、請求項1記載の受信機の代わりに請求項7記載の受信機の構成としたものであり、受信機において、高次補間処理により2倍の個数に増えたデジタルI、Q信号を用いて推定されたタイミング推定結果に基づいて、送信信号のサンプリングクロックのタイミングを決定する、という作用を有する。

## 【0029】

以下、本発明の実施の形態について、図1から図7を用いて説明する。

## 【0030】

## (実施の形態1)

図1は第1の実施の形態における受信機の構成を示し、図1において直交検波手段101は、入力されるデジタル変調信号1001を直交周波数変換してベースバンド帯の同相信号（I信号）および直交信号（Q信号）を出力するものであり、例えば図8における直交検波手段801のように構成される。本実施の形態では、デジタル変調信号の変調方式は特に問わない。また、直交検波手段101へ入力される前に、周波数変換、増幅、不要周波数帯の信号の除去（フィルタリング）等が既に行われ、適切な入力レベル、周波数帯に設定されているものとする。

## 【0031】

A/D変換手段102は、サンプリングクロック1002に基づいてI信号をデジタル値に量子化し、量子化されたデジタルI信号を出力するものである。A/D変換手段103は、A/D変換手段102と同様のものであり、Q信号を量子化し、デジタルQ信号を出力するものである。本実施の形態では、A/

D変換手段 1 0 2 および 1 0 3 の変換方式、およびビット分解能については特に問わず、システム仕様から決定されるものが用いられればよい。

#### 【0 0 3 2】

タイミング推定手段 1 0 4 は、デジタル I 信号とデジタル Q 信号を用いて、デジタル変調信号 1 0 0 1 のシンボルタイミングを推定し、タイミング推定結果 1 0 0 3 を出力するものであり、ここでは、シンボル内の複数のサンプル点のうち、理想的な信号点に最も近いサンプル点の位置を推定結果として出力するものとする。

#### 【0 0 3 3】

デジタル復調手段 1 0 5 は、タイミング推定結果 1 0 0 3 に基づき、デジタル I、Q 信号を用いてデジタル復調を行い、復調結果 1 0 0 4 を出力するものである。本実施の形態では、復調の方式については特に問わない。

#### 【0 0 3 4】

クロック生成手段 1 0 6 は、変調信号のシンボルレートの整数倍のクロック信号を発生し、かつ位相制御信号に応じてクロック信号の位相を 1 8 0 度切り換えるものであり、例えば、基準となるクロック信号を発生する発振手段 1 0 6 1 と、発振手段 1 0 6 1 から出力される基準クロック信号の極性を反転し、位相が 1 8 0 度異なる反転クロック信号を出力する極性判定手段 1 0 6 2 と、位相制御信号に応じて基準クロック信号と反転クロック信号のうち一方を選択して出力する入力切換手段 1 0 6 3 により構成されるものとする。また、本実施の形態では、例として、クロック信号の周波数をシンボルレートの 8 倍に設定することとする。

#### 【0 0 3 5】

クロック位相制御手段 1 0 7 は、クロック生成手段 1 0 6 において発生するクロック信号の位相を定期的に交互に切り換える位相制御信号を生成するものであり、例えば、定期的にトリガ信号を出力するタイマ 1 0 7 1 と、タイマ 1 0 7 1 から出力されるトリガ信号に応じて、入力切換手段 1 0 6 3 の入力を切り換える制御信号を生成し、位相制御信号として出力する切換信号生成手段 1 0 7 2 により構成されるものとする。ここで、位相を切り換える時間間隔は、シンボル長に

対して十分長い間隔であるものとし、例えば、ディジタル変調信号が時分割多重通信方式でバースト単位で送受信される場合、一バースト間隔、あるいは数バースト間隔であるものとする。

#### 【0036】

高精度タイミング推定手段108は、クロック信号の位相が0度と180度各々の期間における、タイミング推定手段104によるタイミング推定結果1003を用いて、その2倍の時間分解能でタイミング推定を行い、高精度タイミング推定結果1005を出力するものである。本実施の形態では、位相が0度の時と180度の時の2通りのタイミング推定結果のうち、信頼度の高い方の推定結果を選択する構成とする。

#### 【0037】

以上のように構成された受信機において、入力されるディジタル変調信号1001を直交復調し、A/D変換手段102、103でディジタル値に量子化した後、シンボルタイミング推定、ディジタル復調処理を行う動作については、従来の技術の項における図1の受信機の動作と同様である。ここでは、図1と異なる動作をする部分について説明する。

#### 【0038】

クロック位相制御手段107において、定期的に位相切換の制御信号が出力されると、クロック生成手段106では、それに応じて入力切換手段1063の入力が切り換り、クロック信号の位相が反転する。このように定期的に位相が反転する信号をサンプリングクロックとしてA/D変換手段102および103へ供給する。

#### 【0039】

タイミング推定手段104では、クロックの位相が0度、180度のそれぞれの場合においてシンボルタイミング推定が行われる。その推定精度は、シンボルタイミングとクロック信号の位相関係に応じて、 $\pm$ （サンプリング周期/2）の範囲で誤差を生じ、本実施の形態では $\pm T/16$ となる。ここで、高精度タイミング推定手段108において、クロックの位相が0度の時のタイミング推定結果と180度の時のタイミング推定結果の双方を用いてタイミング推定を行うと、

2倍の精度（この場合、 $\pm T/32$ ）でタイミング推定を行うのとほぼ同等の推定精度が期待できる。

【0040】

図2において、クロックの位相が0度の時のタイミング推定結果(a)と、180度の時のタイミング推定結果(b)では、(b)の方がより理想的な信号点のタイミングに近く、推定結果の信頼度が高くなるはずである。したがって、この(b)のタイミングが高精度タイミング推定結果として出力される。

【0041】

以上のように本発明の実施の形態によれば、A/D変換器102、103へ供給するサンプリング・クロックの周期の2倍の時間分解能で、シンボルタイミングを推定することが可能となる。したがって、例えばシステム的に $\pm T/32$ のタイミング精度が必要なシステムにおいても、端末のA/D変換器102、103におけるサンプリング・クロックは8倍オーバーサンプリングで実現可能となり、端末の消費電流、およびコストの低減を図ることが可能となる。

【0042】

なお、本実施の形態では、クロック生成手段106を、発振手段1061と極性反転手段1062と入力切換手段1063による構成としたが、この限りではなく、クロック信号の位相を位相制御信号に応じて反転できるものであればよい。また、PLL（位相同期ループ）制御による位相制御方式によるものとしてもよい。

【0043】

また、クロックの位相を、基準となるタイミングに対して0度と180度で切り換える構成としたが、この限りではなく、例えば-90度と+90度で切り換える構成としてもよい。また、基準とするタイミングは、タイミング推定手段104において推定されたタイミングとしてもよいし、高精度タイミング推定手段108において推定されたタイミングとしてもよい。

【0044】

また、本実施の形態では、高精度タイミング推定手段108として、2通りのタイミング推定結果のうち、信頼度の高い方の推定結果を選択する構成としたが

、この限りではなく、2通りのタイミング推定結果の時間的な中間点を求める構成としてもよい。

【0045】

(実施の形態2)

図3は、第2の実施の形態における受信機の構成を示し、図3において、タイミング推定結果補間手段301は、高精度タイミング推定手段として動作するものであり、タイミング推定手段104において推定した2通りのタイミング推定結果とその信頼度情報を用いて、内挿補間によりタイミング推定を行うものであり、動作の詳細については、以下で説明する。図3におけるその他の構成と動作については、図1と同様である。

【0046】

以上のように構成された受信機において、第1の実施の形態と異なる動作について、以下で説明する。

【0047】

今、タイミング推定手段104において、クロックの位相が一方（この場合、0度とする）の場合に得られたタイミング推定結果を $t_1$ 、その信頼度情報を $c_1$ とする。また、クロックの位相がもう一方（この場合、180度とする）の場合に得られたタイミング推定結果を $t_2$ 、その信頼度情報を $c_2$ とする。ここで、タイミング推定結果 $t_1$ 、 $t_2$ は、図2に示すように、シンボルの切り換わりタイミングに最も近いサンプル点からの時間で示されるものとする。

【0048】

ディジタル変調信号1001は、BPSK変調された信号であるものとし、タイミング推定手段104におけるタイミング推定は、シンボル内の各サンプル点毎の振幅平均値が最大となる点を求めることにより行うこととし、その信頼度情報 $c_1$ 、 $c_2$ は、振幅値により表されるものとする。内挿補間によるタイミング推定結果 $t_0$ は、式(1)のようにして求めることができる。

【0049】

$$t_0 = (c_1 \times t_1 + c_2 \times t_2) / (c_1 + c_2) \quad \text{式(1)}$$

2つの信頼度情報 $c_1$ 、 $c_2$ が、ほとんど等しい場合には、2つのタイミング推

定結果  $t_1$ 、 $t_2$  の中間点が推定結果となり、信頼度情報に差が生じている場合には、より信頼度情報の大きい方のタイミング推定結果に近い推定結果が得られることになる。

#### 【0050】

以上のように本発明の実施の形態によれば、位相の異なる2通りのタイミング推定結果を用い、その内挿補間によりタイミング推定を行うことにより、サンプリングクロック周期よりも詳細な分解能で、かつ高精度なタイミング推定が可能となる。

#### 【0051】

なお、本実施の形態では、ディジタル変調信号として、BPSK変調信号を用い、タイミング推定手段104として、最大振幅となるサンプル点を求める方法を用いたが、この限りではなく、ディジタル変調の方式に応じた、タイミング推定手段を用いてもよい。また、信頼度情報として、振幅値を用いることとしたが、この限りではなく、例えば、シンボルタイミングとして選択されたサンプル点における位相値と、理想的な位相値との誤差量を用いる構成としてもよい。

#### 【0052】

##### (実施の形態3)

図4は、第3の実施の形態における受信機の構成を示し、図4において、図1の構成と異なるのは、ディジタル値補間手段401、402を設け、タイミング推定手段104と高精度タイミング推定手段108の代わりにタイミング推定手段403を設け、ディジタル復調手段105の代わりにディジタル復調手段404を設け、クロック位相制御手段107を除いた点であり、その他の構成と動作については図1と同様である。

#### 【0053】

ディジタル値補間手段401は、A/D変換手段102から出力されるサンプル値の各々の前後2サンプルずつを用いて、内挿補間により補間ディジタル値を生成し、サンプル値の間に補間サンプル値を挿入し、補間ディジタルI信号として出力するものである。ディジタル値補間手段402は、A/D変換手段103から出力されるサンプル値を入力とし、ディジタル値補間手段402と同様の動

作を行い、補間デジタルQ信号を出力するものである。

【0054】

タイミング推定手段403は、図1のタイミング推定手段104に対して2倍のサンプル数となる補間デジタルI、Q信号を用いてタイミング推定を行い、タイミング推定結果を高精度タイミング推定結果4001として出力するとともに、デジタル復調手段404へ供給するものである。デジタル復調手段404は、タイミング推定手段403から出力される高精度タイミング推定結果4001に基づき、補間デジタルI、Q信号を用いてデジタル復調を行い、復調結果4002を出力するものである。

【0055】

以上のように構成された受信機において、第1の実施の形態と異なる動作について、以下で説明する。

【0056】

デジタル補間手段401、402では、それぞれA/D変換手段102、103から出力されたデジタルI、Q信号のサンプル値（図5における●印）を用い、前後2サンプル間の内挿補間値（図5における○印）を求め、用いた2サンプル値の間に補間値を挿入し、もとの2倍のサンプル数とした補間デジタルI、Q信号を出力する。ここで、ある時点（ $t = k$ ）における前後2サンプルのI、Q値を $\{I(k), Q(k)\}$ 、 $\{I(k+1), Q(k+1)\}$ とすると、補間デジタルI、Q値 $\{I', Q'\}$ は、式(2)、(3)、(4)、(5)で求めることができる。

【0057】

$$I'(2k) = I(k) \quad \text{式(2)}$$

$$Q'(2k) = Q(k) \quad \text{式(3)}$$

$$I'(2k+1) = \{I(k) + I(k+1)\} / 2 \quad \text{式(4)}$$

$$Q'(2k+1) = \{Q(k) + Q(k+1)\} / 2 \quad \text{式(5)}$$

この補間処理は線形補間のため、真のI、Q値を求めることはできないが、若干の誤差を含む程度でI、Q値の推定が可能である。

【0058】



タイミング推定手段 4 0 3、およびディジタル復調手段 4 0 4 では、補間処理により 2 倍に増えたサンプルデータを用いてタイミング推定、およびディジタル復調を行う。

【 0 0 5 9 】

以上のように本発明の実施の形態によれば、サンプリングクロック周波数を 2 倍にした場合とほぼ同等の精度でタイミング推定、およびディジタル復調が可能となり、A/D 変換手段におけるサンプリング周波数を従来よりも低減することが可能となり、受信機の消費電流およびコストを削減することが可能となる。

【 0 0 6 0 】

なお、本実施の形態では、補間処理として前後 2 サンプルの値を用いた線形補間（2 次補間）を用いることとしたが、この限りではなく、より補間処理の精度を高めるために、複数サンプルの値を用いて高次補間処理を用いることとしてもよい。

【 0 0 6 1 】

また、本実施の形態では、A/D 変換手段 1 0 2 および 1 0 3 へ供給するサンプリングクロックを同じ位相としたが、この限りではなく、例えば双方へ供給するクロックの位相を互いに 1 8 0 度異なる関係に設定してもよい。これにより、I、Q 信号のどちらか一方でも、より理想的な信号点に近いタイミングでサンプリングされることとなり、より高精度なタイミング推定およびディジタル復調が期待できる。

【 0 0 6 2 】

（実施の形態 4）

図 6 は、第 4 の実施の形態における受信機の構成を示し、図 6 において、制御手段 6 0 1 は、動作モードと非動作モードの 2 通りのモード信号を出力し、タイミング推定手段 6 0 2、高精度タイミング推定手段 6 0 3、およびクロック位相制御手段 6 0 4 へ供給するものである。本実施の形態では、この 2 通りのモード信号を、定期的に交互に切り換えるものとする。ここで、定期的とは、バースト長に対して十分長く、例えば数十バースト毎に切り換えるものとする。

【 0 0 6 3 】

タイミング推定手段 602、高精度タイミング推定手段 603、およびクロック位相制御手段 604 は、制御手段 601 から動作モード信号が供給される間は、それぞれ図 1 におけるタイミング推定手段 104、高精度タイミング推定手段 108、およびクロック位相制御手段 107 と同様の動作を行うものであり、非動作モード信号が供給される間の動作については、以下で説明する。図 6 におけるその他の構成と動作については図 1 と同様である。

【0064】

以上のように構成された受信機において、制御手段 601 から動作モード信号が出力されている間の動作については、図 1 と同様である。制御手段 601 から非動作モード信号が出力されている間の動作について、以下で説明する。

【0065】

タイミング推定手段 602、および高精度タイミング推定手段 603 では、非動作モード信号が供給されると、タイミング推定の動作を行わず推定結果を出力しない。クロック位相制御手段 604 では、非動作モード信号が供給されると、過去の動作モード時に高精度タイミング推定手段 603 において高精度タイミング推定結果が選択されていた方の位相に固定する位相制御信号を出力する。

【0066】

以上のように本発明の実施の形態によれば、非動作モード時には、動作モード時に行った高精度タイミング推定結果に基づいて、サンプリングクロックの位相が固定されるため、より正確なデジタル復調が可能となる。

【0067】

なお、本実施の形態では、制御手段 601 における動作モード信号と非動作モード信号の切り換えを数十バースト毎に定期的に行うこととしたが、この限りではなく、システムと受信機におけるクロックの安定度が高い場合には、切り換えの間隔を長期間にしてもよい。また、動作モード時と非動作モード時の時間は等しい必要はなく、非動作モードである時間の方が極めて長い設定としてもよい。また、動作モードの設定を、受信機の電源投入時やシステムへの初期同期試行時のみとし、一旦同期が確立した後は、非動作モードで固定することとしてもよい。また、タイミング推定手段 602 における信頼度情報を監視し、信頼度が低く

なったときにのみ動作モードとする構成としてもよい。

【0068】

(実施の形態5)

図7は、第5の実施の形態における送受信機の構成を示し、図7において、デジタル変調手段701は、送信データ7001をデジタル変調し、送信デジタルI信号7002と送信デジタルQ信号7003を生成するものである。本実施の形態では、デジタル変調の方式は特に問わない。

【0069】

D/A変換手段702は、送信デジタルI信号7002をサンプリングクロック毎にアナログ信号に変換して出力するものである。D/A変換手段703は、送信デジタルQ信号7003をサンプリングクロック毎にアナログ信号に変換して出力するものである。直交変調手段704は、アナログのI信号およびQ信号を用いて直交変調を行い、デジタル変調信号7004を出力するものである。

【0070】

クロック位相制御手段705、およびクロック生成手段706は、デジタル変調信号1001を受信する際には、図1におけるクロック位相制御手段107、およびクロック生成手段106と同様の動作を行い、デジタル変調信号7004を送信する際には、高精度タイミング推定手段108において推定された高精度タイミング推定結果に同期させる位相制御信号をクロック位相制御手段705において出力し、これに基づき、クロック生成手段706においてクロック信号を生成し、D/A変換手段702および703へサンプリングクロックとして供給するものである。図7におけるその他の構成と動作については図1と同様である。

【0071】

以上のように構成された送受信機において、受信、復調および高精度タイミング推定を行う動作については、図1と同様である。以下で、送信の際の動作について述べる。

【0072】

送信データ 7001 は、ディジタル変調手段 701 においてディジタル変調され、送信ディジタル I 信号 7002 および送信ディジタル Q 信号 7003 が生成される。これらは、それぞれ D/A 変換手段 702 および 703 においてアナログ信号に変換される。変換の際、サンプリングクロックはクロック生成手段 706 から供給されるが、その位相は、高精度タイミング推定手段 108 において、ディジタル変調信号 1001 を受信した際に推定された高精度タイミング推定結果に同期した位相を用いる。

#### 【0073】

具体的には、タイミング推定手段 104 において、クロックの位相が 0 度の時のタイミング推定結果と、180 度の時のタイミング推定結果のうち、高精度タイミング推定手段 108 において選択された方のクロックの位相に設定するように、クロック位相制御手段 705 から位相制御手段が出力され、これに応じて、位相制御されたクロック信号がクロック生成手段 706 から供給される。D/A 変換手段 702、703 においてそれぞれアナログ値に変換された I 信号、および Q 信号は、直交変調手段 704 において直交変調され、ディジタル変調信号 7004 が出力される。

#### 【0074】

以上のように本発明の実施の形態によれば、受信時に行った高精度タイミング推定の結果に基づき、送信時のサンプリングクロックの位相を決定し、送信処理を行うことにより、システムとして要求される送信タイミングの精度に対して、D/A 変換手段に供給するサンプリングクロックのレートを低速に抑えることが可能となり、端末の消費電流及びコストを低減することが可能となる。

#### 【0075】

なお、本実施の形態では、受信機を図 1 の構成としたが、この限りではなく、例えば図 3、図 4 や図 6 の構成としてもよい。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【図 1】

本発明の第 1 の実施の形態における受信機の回路系統図

##### 【図 2】

本発明の第 1 の実施の形態におけるサンプリングタイミングの一例を示すタイミングチャート

【図 3】

本発明の第 2 の実施の形態における受信機の回路系統図

【図 4】

本発明の第 3 の実施の形態における受信機の回路系統図

【図 5】

本発明の第 3 の実施の形態におけるサンプリングタイミングと補間デジタル値の一例を示すタイミングチャート

【図 6】

本発明の第 4 の実施の形態における受信機の回路系統図

【図 7】

本発明の第 5 の実施の形態における送受信機の回路系統図

【図 8】

従来の受信機の一例を示す回路系統図

【符号の説明】

- 1 0 1     直交検波手段
- 1 0 2、1 0 3   A/D変換手段
- 1 0 4     タイミング推定手段
- 1 0 5     デジタル復調手段
- 1 0 6     クロック生成手段
- 1 0 6 1   発振手段
- 1 0 6 2   極性反転手段
- 1 0 6 3   入力切換手段
- 1 0 7     クロック位相制御手段
- 1 0 7 1   タイマ
- 1 0 7 2   切換信号生成手段
- 1 0 8     高精度タイミング推定手段
- 1 0 0 1   デジタル変調信号

1 0 0 2 サンプルングクロック

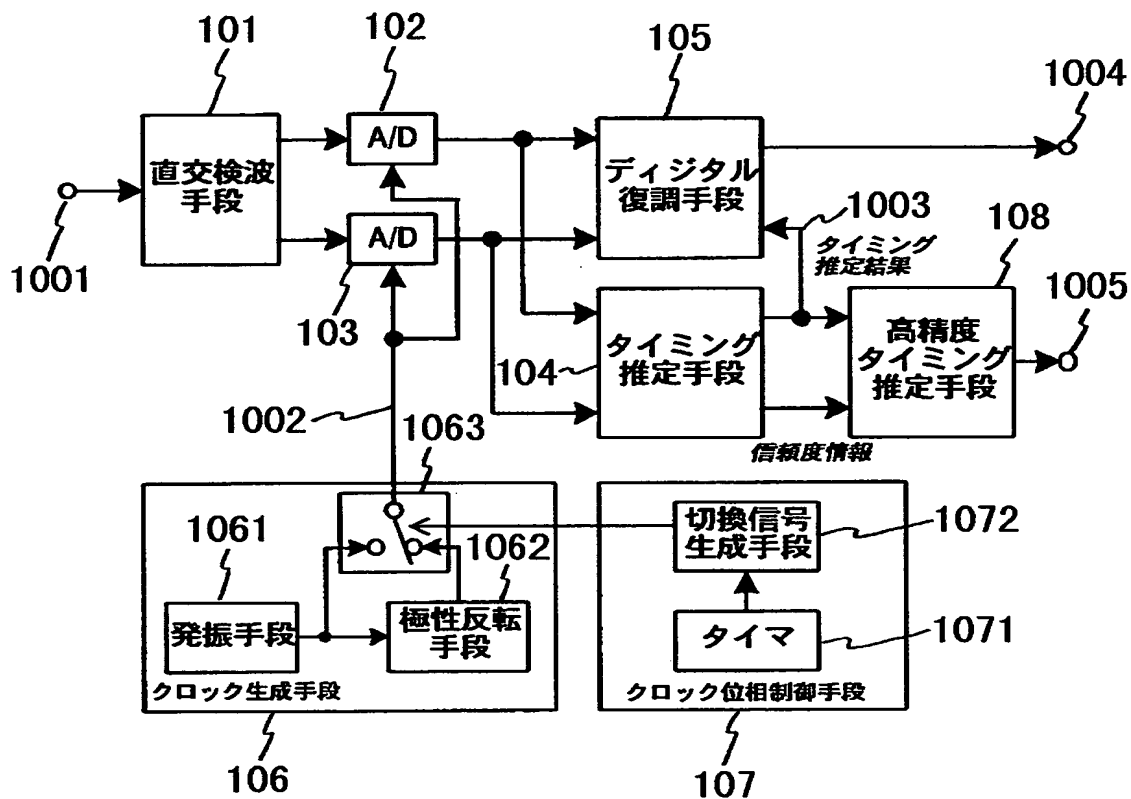
1 0 0 3 タイミング推定結果

1 0 0 4 復調結果

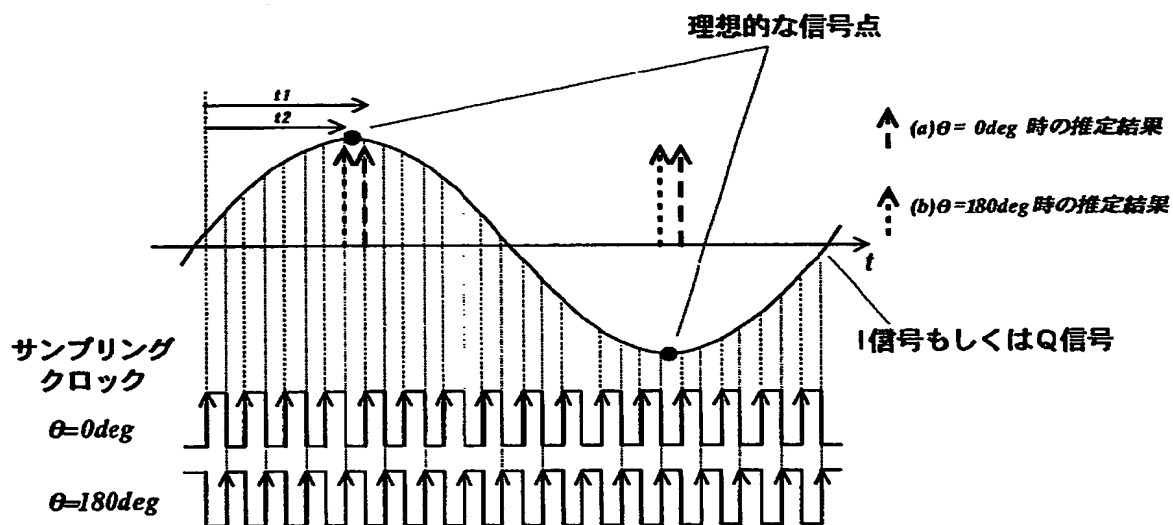
1 0 0 5 高精度タイミング推定結果

【書類名】 図面

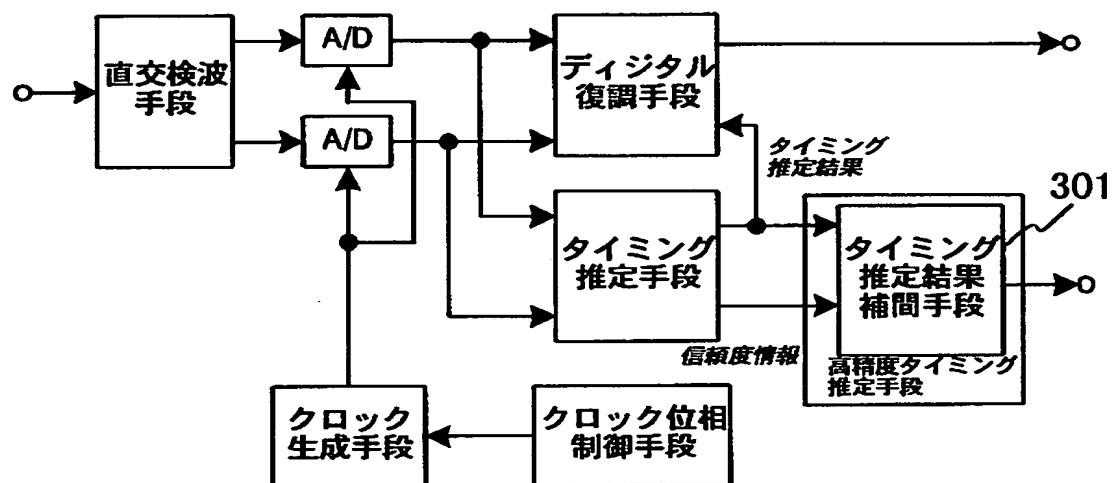
【図 1】



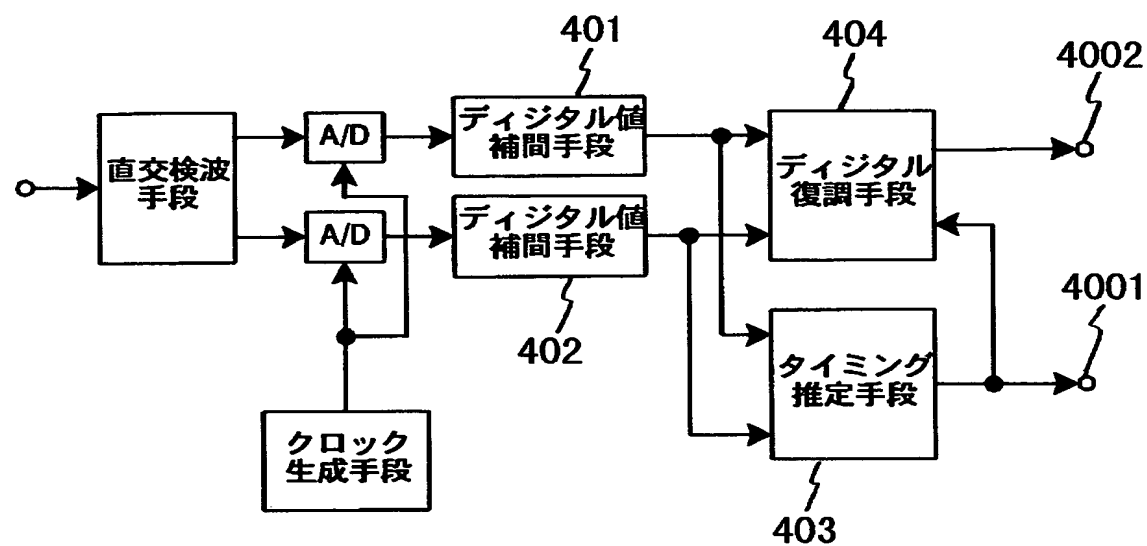
【図 2】



【図 3】

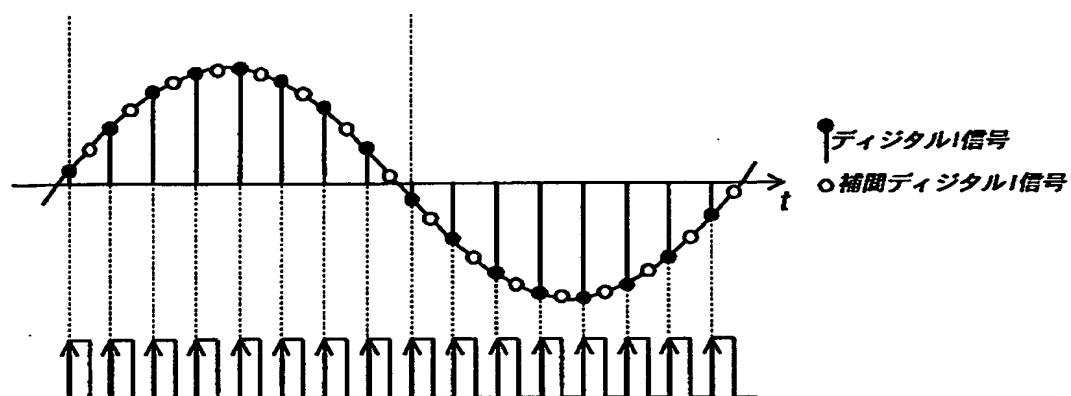


【図 4】

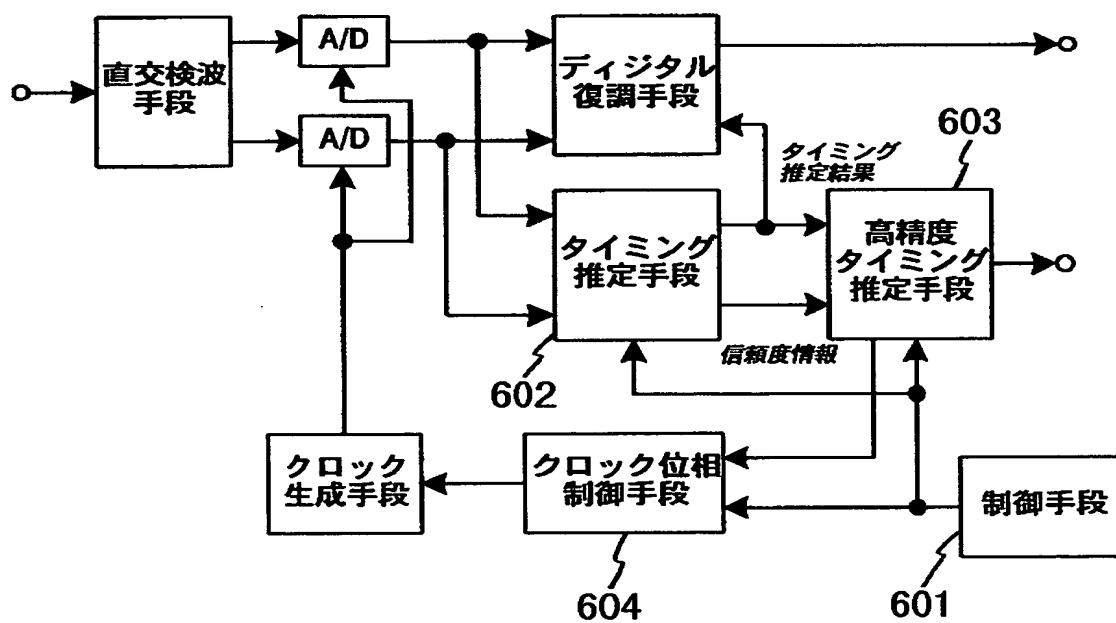




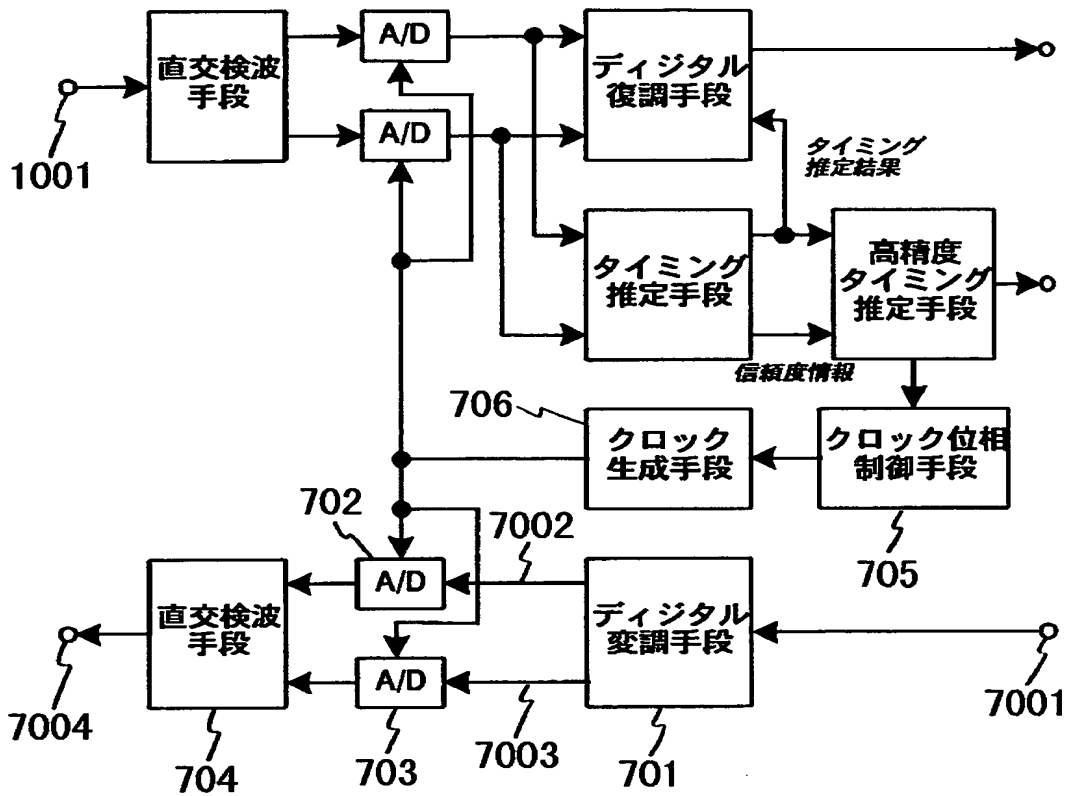
【図 5】



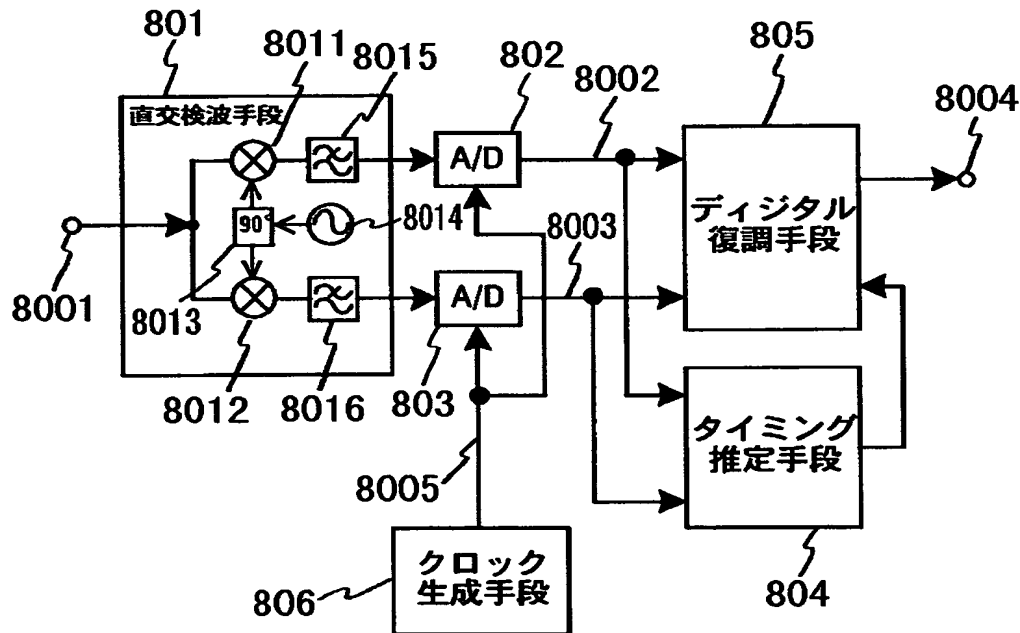
【図 6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 A/D、D/A変換手段におけるサンプリング周波数を低減する。

【解決手段】 クロック生成手段 1 0 6 から供給されるサンプリングクロック 1 0 0 2 の位相を 1 8 0 度の位相差で定期的に交互に切り換え、各々の位相の期間に、タイミング推定手段 1 0 4 においてシンボルタイミングを推定する。高精度タイミング推定手段 1 0 8 において、各々の期間に得られたシンボルタイミング推定結果のうち、推定結果の信頼度が高い方の推定結果を選択することにより、サンプリング周期の 2 倍の時間分解能で、シンボルタイミングの推定が可能となる。高精度なタイミング同期精度が必要なシステムにおいても、A/D変換手段における動作周波数を低減することが可能となる。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005821]

1. 変更年月日	1990年 8月28日
[変更理由]	新規登録
住 所	大阪府門真市大字門真1006番地
氏 名	松下電器産業株式会社